

На правах рукописи

Старовойтов Михаил Юрьевич

**Разработка и исследование новых алгоритмов комбинирования
антенн на приеме в системах ММО с пространственным
мультиплексированием**

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства
телекоммуникаций

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Москва-2018

Работа выполнена в ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики»

Научный руководитель: Крейнделин Виталий Борисович - доктор технических наук, профессор

Официальные оппоненты: Елисеев Сергей Николаевич - доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики» (ПГУТИ)

Бакулин Михаил Германович - кандидат технических наук, начальник отдела Информационных технологий ООО «Радарные технологии - 2Т»

Ведущая организация: Федеральное государственное унитарное предприятие «Научно-исследовательский институт радио» (ФГУП НИИР)

Защита состоится «28» июня 2018 г. в 11:00 на заседании диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д 219.001.04 при ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» по адресу: 111024, Москва, ул. Авиамоторная, д. 8а, МТУСИ, аудитория А-448 (малый зал заседаний ученого совета).

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ:
<http://www.srd-mtuci.ru/images/Dis-Starovoytov/dis-Starovoytov.pdf>

Автореферат разослан « ___ » _____ 2018 г.

Учёный секретарь
к.т.н., доцент

Терешонок Максим Валерьевич

КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность работы, степень разработанности темы. В разрабатываемых стандартах систем радиосвязи под эгидой ассоциации 3GPP ключевое место уделяется вопросам повышения эффективности использования спектра. В стандарте LTE при фиксированном числе M цепей обработки сигнала в мобильном терминале и N передающих антенн на стороне сети, однопользовательская система MIMO с пространственным мультиплексированием каналов с N передающими антеннами и M цепями обработки сигнала SU MIMO SM $N \times M$ определяет верхний предел эффективности использования спектра для одного пользователя.

Повышение помехоустойчивости SU MIMO SM без внесения изменений в стандарты сетей сотовой связи и с наименьшими затратами на реализацию достигается посредством применения линейного додетекторного комбинирования сигналов с приемных антенн на цепи обработки сигнала, при условии что количество приемных антенн r превышает количество цепей обработки сигнала M в мобильном терминале. Обозначение для такой системы SU MIMO SM $N \times r \times M$. Рассмотрение случая $r > M$ широко распространено, так как себестоимость добавления антенны в антенную решетку, помещаемую вне корпуса мобильного терминала, является низкой по отношению к себестоимости добавления цепи обработки сигнала в приемный терминал.

Вклад в разработку теории комбинирования сигналов на приеме для стационарного радиоканала внесен такими отечественными учеными как Л.М. Финк, Д.Д. Кловский, В.И. Тихонов, А.Г. Зюко, М.А. Быховский. Среди зарубежных авторов следует отметить работы Ì. E. Telatar, A. F. Molisch, A. Gorokhov, A. J. Paulraj.

Критерий максимизации взаимной информации в канале предпочтителен для выбора параметров додетекторного линейного комбинирования. Оптимальный по этому критерию метод додетекторного линейного комбинирования сигналов на приеме для SU MIMO SM $N \times r \times M$ известен; он дает значительный эффект в помехоустойчивости по сравнению со случаем $N \times M$ без комбинирования, но характеризуется высокой степенью сложности реализации.

Существует необходимость уменьшения степени сложности функциональных схем, применяемых для оптимального комбинирования на приеме, при сохранении значительной доли выигрыша по сравнению со случаем простого выбора антенн на приеме.

Простейший в реализации метод комбинирования сводится к простому выбору антенн на приеме, он уступает в помехоустойчивости оптимальному методу, но имеет достаточное преимущество перед случаем $N \times M$ без комбинирования. В таблице 1 индикативно отражено текущее состояние изученности вопросов применения наименее затратного в практической реализации простого выбора антенн на приеме.

Применение SU MIMO SM с выбором антенн на приеме для условий существенно нестационарными характеристиками радиоканала (см. правая нижняя ячейка таблицы 1) требует знания параметров радиоканала, предсказанных, как минимум, на непосредственно следующий интервал времени (в стандарте LTE это интервал в 0,5 миллисекунд) для каждой приемной антенны. Известные на сегодня алгоритмы предсказания параметров радиоканала основаны на применении

интерполяции с помощью фильтра Калмана на базе имеющихся данных о текущих значениях параметров радиоканала. Данные о текущих значениях, в свою очередь, получаются из анализа пилотной информации.

Таблица 1. Изученность вопроса по тематике выбора антенн на приеме

Канал SU MIMO SM:	Стационарный	Существенно нестационарный
Без выбора антенн (предсказание канала не нужно)	Тривиальный случай	Выбор параметров канала, опционально - разложение канала в сумму плоских волн методами семейства ESPRIT, определение текущих значений параметров канала с помощью фильтрации Калмана.
С выбором антенн (нужно предсказание параметров канала на 0,5 мс вперед)	Предсказание тривиально, выбор антенн по известным критериям	Выбор параметров канала, опционально - разложение канала в сумму плоских волн методами семейства ESPRIT, определение текущих и предсказание следующих (на 0,5 мс вперед) значений параметров канала с помощью фильтрации Калмана. Выбор антенн по известным критериям. Для предсказания параметров канала необходимо обеспечить поочередное круговое считывание пилотной информации со всех приемных антенн, что приводит к ограничению величины выигрыша в помехоустойчивости от выбора антенн.

Если в системе используется выбор антенн на приеме, даны N цепей приема сигнала и PN приемных антенн ($P = 2,3,4 \dots$), то для однократного считывания пилотной информации со всех приемных антенн потребуется P интервалов по 0,5 мс, в течение каждого из которых N цепей обработки сигнала постоянно соединены с некоторым подмножеством N приемных антенн. За первым кругом длительности $P \cdot 0,5$ мс должен последовать следующий круг, и так далее.

Применение дополнительного ограничения в виде кругового считывания пилотной информации в общем случае приводит к уменьшению выигрыша от выбора антенн на приеме по сравнению со случаем без ограничений. На сегодня случаи исследования в научной литературе выбора антенн на приеме с учетом кругового считывания пилотной информации автору неизвестны.

Существует необходимость разработки алгоритма, позволяющего в системе SU MIMO SM в условиях существенно нестационарного радиоканала применить выбор антенн на приеме совместно с известными на сегодня алгоритмами предсказания характеристик канала при повторении кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки. Существует также потребность в разработке новых алгоритмов предсказания параметров нестационарного

радиоканала, которые позволили бы отказаться от кругового считывания пилотной информации и максимизировать выигрыш в помехоустойчивости системы при их применении совместно с выбором антенн на приеме.

Целью настоящей работы является разработка новых методов комбинирования и выбора антенн на приеме, позволяющих повысить помехоустойчивость системы связи MIMO с пространственным мультиплексированием каналов (SU MIMO SM) по сравнению с известными методами при наличии ограничений на сложность реализации либо в условиях существенно нестационарного радиоканала.

Решаемые задачи. Для достижения цели в настоящей работе решаются следующие задачи:

1. Разработка новой функциональной схемы додетекторного комбинирования сигналов на приеме, обеспечивающей более высокую помехоустойчивость по сравнению с известным выбором антенн на приеме при ограниченной сложности аппаратной и программной реализации;

2. Разработка нового алгоритма предсказания параметров радиоканала для применения в отношении выбора антенн на приеме в условиях быстрого движения приемника для максимизации выигрыша в помехоустойчивости системы SU MIMO SM по сравнению со случаем без выбора антенн.

Методы научного исследования:

Для исследования в работе использовался следующий математический аппарат: линейной алгебры, теории информации, теории вероятностей, теории фильтрации, теории радиосвязи.

Эффективность разработанных алгоритмов и функциональных схем оценивалась с точки зрения результирующей помехоустойчивости приема сигнала, сложности аппаратной реализации функциональных схем и вычислительной сложности алгоритмов по сравнению с характеристиками известных функциональных схем и алгоритмов. Помехоустойчивость на приеме проверялась путем статистического моделирования в среде MATLAB с опорой на стандарты 3GPP и с применением известной методологии испытаний Монте-Карло. Моделирование проводилось только для случая радиоканала с рэлеевскими замираниями и для гауссовского аддитивного шума.

Достоверность полученных результатов была обеспечена корректным применением стандартного математического аппарата, программного обеспечения и рекомендованных методов исследования для систем данного типа .

Научная новизна работы:

1. Разработана новая функциональная схема додетекторного комбинирования сигналов на приеме, обеспечивающая лучшую помехоустойчивость системы SU MIMO SM по сравнению с известными функциональными схемами при наличии ограничений на аппаратную сложность функциональной схемы и вычислительную сложность алгоритма;

2. Разработан новый алгоритм предсказания параметров нестационарного радиоканала при движении линейной антенной решетки на средней и высокой скорости, позволяющий избавиться от необходимости кругового считывания пилотной информации и в результате получить значительный выигрыш в

помехоустойчивости системы SU MIMO SM от применения выбора антенн на приеме по сравнению со случаем без выбора антенн;

3. Определена граница достижимой помехоустойчивости системы SU MIMO SM при применении выбора антенн на приеме совместно с известными алгоритмами предсказания параметров нестационарного радиоканала при условии повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной решетки.

Теоретическая значимость работы состоит в исследовании методов комбинирования антенн на приеме для случаев стационарного и нестационарного радиоканала в системах MIMO, и в предложении путей повышения помехоустойчивости системы SU MIMO SM с помощью новых алгоритмов и функциональных схем комбинирования.

Практическая значимость работы

1. Разработанная новая функциональная схема для системы SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ ($N = 4, r = 16, M = 4$) 16QAM дает выигрыш в помехоустойчивости 1,9 дБ на уровне $SEER = 10^{-2}$ по отношению к случаю системы со схемой простого выбора антенн на приеме;

2. Разработанный новый алгоритм предсказания параметров радиоканала при движении объекта со скоростью 70 км/ч для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ 16QAM с выбором 4 из 8 антенн в приемной линейной антенной решетке дает выигрыш в помехоустойчивости 2,5 дБ на уровне $SEER = 10^{-2}$ по сравнению со случаем системы SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме;

3. Разработанный новый алгоритм обработки пилотной информации для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ 16QAM с выбором 4 из 8 антенн на приеме при условии повторяющихся кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной решетки совместно с известными алгоритмами предсказания параметров радиоканала позволяет определить границу достижимой помехоустойчивости в -1,4 дБ на уровне $SEER = 10^{-2}$ по отношению к случаю системы SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме.

Внедрение результатов работы в компании “ООО Нокиа Солюшнз энд Нетворкс” подтверждено актом о внедрении.

Положения, выносимые на защиту

1. Новая функциональная схема комбинирования на приеме с низкой аппаратной сложностью и алгоритм вычисления параметров для нее с низкой вычислительной сложностью обеспечивают выигрыш в помехоустойчивости системы SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ для модуляции 16QAM и 64QAM для радиоканала с рэлеевскими замираниями и гауссовским аддитивным шумом на уровне $SEER = 10^{-2}$ по сравнению со случаем простого выбора антенн на приеме: 1,9 дБ для модуляции 16QAM и 2 дБ для модуляции 64QAM.

2. Новый алгоритм предсказания параметров канала позволяет для системы SU MIMO SM снять требование повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки, и в результате эффективно применить выбор антенн на приеме в условиях нестационарного канала. Выигрыш в помехоустойчивости системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ с применением нового алгоритма по сравнению со случаем системы MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме для

радиоканала с рэлеевскими замираниями и гауссовским аддитивным шумом на уровне $SE_R = 10^{-2}$ составил 2,5 дБ для модуляции 16QAM и 3,5 дБ для модуляции 64QAM. Характеристики помехоустойчивости системы с применением нового алгоритма слабо зависят от скорости движения приемной антенной решетки.

3. Алгоритм выбора антенн на приеме для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$, применяемый совместно с известными алгоритмами предсказания параметров радиоканала при условии повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки, позволяет определить верхнюю границу выигрыша в помехоустойчивости системы. Для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ для радиоканала с рэлеевскими замираниями и гауссовским аддитивным шумом на уровне $SE_R = 10^{-2}$ по отношению к случаю системы SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме верхняя граница выигрыша составляет 1,4 дБ для модуляции 16QAM и 1,8 дБ для модуляции 64QAM.

Апробация диссертации. Основные результаты диссертационной работы обсуждались и получили одобрение на следующих научных конференциях: 8-я отраслевая научная конференция “Технологии информационного общества” (Москва, 2014 г.); Международная научно-техническая конференция “INTERMATIC” (Москва, 2014 г.); Международная научно-техническая конференция “INTERMATIC” (Москва, 2015 г.); Международная научно-техническая конференция “INTERMATIC” (Москва, 2017 г.).

Публикации

Основные положения диссертации опубликованы в ведущих рецензируемых научно-технических журналах, входящих в Перечень ВАК Минобрнауки России (5 работ) и в материалах международных и отраслевых конференций. Всего опубликовано 9 работ.

Результаты исследования соответствуют паспорту научной специальности 05.12.13 - “Системы, сети и устройства телекоммуникаций” в пункте 8: исследование и разработка новых сигналов, модемов, кодеков, мультиплексоров и селекторов, обеспечивающих высокую надежность обмена информацией в условиях воздействия внешних и внутренних помех.

Структура и объем работы. Диссертационная работа изложена на 127 страницах машинописного текста, иллюстрируется 36 рисунками и 12 таблицами и состоит из списка обозначений и сокращений, введения, пяти глав, заключения, библиографического списка из 112 наименований, 7 приложений. Приложения содержат 21 страницу, в том числе акт, подтверждающий внедрение использованных результатов.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во **введении** обоснована актуальность темы, сформулированы цель и основные направления исследований, приведен краткий обзор существующих методов исследования и предлагаемых методов решения поставленных задач.

В **первой главе** вводится модель системы с комбинированием антенн на приеме, обсуждаются известные функциональные схемы комбинирования. Также излагаются необходимые условия для работы всех известных методов предсказания параметров

радиоканала, применяемых совместно с выбором антенн на приеме в условиях нестационарного канала.

Рассмотрим систему с линейным комбинированием сигналов на приеме. На приемной стороне дан терминал с M цепями обработки сигнала, r – количество антенн на приеме, $M \leq r$, на передающей стороне даны N передающих антенн. Информация о радиоканале на приеме недоступна на стороне передачи, поэтому на все N передающих антенн подается сигнал равной амплитуды:

$$\mathbf{y} = \mathbf{F} \cdot (\mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n}) \quad (1)$$

Здесь: $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times r}$ - матрица комбинирования; $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{r \times N}$ - матрица канала ММО с рэлеевскими замираниями и с матрицей корреляции $SNR \cdot \mathbf{I}_{M \cdot N}$; $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ - вектор-столбец передаваемых символов, в соответствии с используемым методом дискретной цифровой модуляции (для 16QAM: $\mathbb{X} = \frac{1}{\sqrt{10}} \cdot \{3 + i, 3 - i, \dots, -3 + 3i, -3 - 3i\}$); $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ - наблюдаемый вектор-столбец; $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{r \times 1}$ - вектор-столбец шума с независимыми комплексными компонентами, распределенными по нормальному закону с единичной дисперсией.

В реальности на стороне приемника приходится оперировать не истинной матрицей канала \mathbf{H} , а ее оценкой $\hat{\mathbf{H}}$. В стандарте LTE назначение ресурсов под передачу полезных данных и сигнальной информации осуществляется с разделением по времени и по частоте. Для оценивания характеристик канала для каждой передающей антенны передаются пилотные символы, расположенные в опорных ресурсных элементах в узлах регулярной прямоугольной сетки, наложенной на ресурсную плоскость. Введем дополнительные обозначения: $T_s = 1/14$ мс – длительность одного символьного интервала. Δt_{pilot} - промежуток на временной шкале от одного опорного элемента до следующего опорного элемента, назначенного для передачи пилотной информации на этой же частотной поднесущей: $\Delta t_{pilot} = 7 \cdot T_s$. $\lambda/2$ - половина длины волны, в диапазоне частот 2 ГГц: $\lambda/2 = 7,5$ см.

Если задана модель системы (1) с целыми положительными числами r, N , и матрицей канала ММО $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{r \times N}$, $r \geq N$, то взаимная информация в канале для этого случая дается выражением:

$$MI(SNR, \mathbf{H}, \mathbf{F}) = \log_2(\det((\mathbf{F}\mathbf{H})^H \cdot (\mathbf{F}\mathbf{F}^H)^{-1} \cdot \mathbf{F}\mathbf{H} + \mathbf{I}_N)), \quad (2)$$

где \log_2 - логарифм по основанию два, а \det - детерминант матрицы.

Для поиска матрицы \mathbf{F} используем критерий максимизации взаимной информации (2): ставится задача найти минимальное число M и матрицу линейной обработки сигнала на приеме \mathbf{F} : $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times r}$, $M \leq r$, - такие, что будет максимизирована взаимная информация из (2):

$$\mathbf{F}_{SNR, \mathbf{H}} = \underset{\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times r}}{\operatorname{argmax}} (MI(SNR, \mathbf{H}, \mathbf{F})) \quad (3)$$

Произведем SVD-разложение для матрицы $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{r \times N}$: $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}$, $\mathbf{U} \in \mathbb{C}^{r \times N}$, $\mathbf{\Lambda} \in \mathbb{R}^{N \times N}$, $\mathbf{V} \in \mathbb{C}^{N \times N}$; здесь $\mathbf{U}^H\mathbf{U} = \mathbf{I}_M$. Решение задачи (3) дается выражением с \mathbf{F} , удовлетворяющей условию $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_M$:

$$\mathbf{M} = \mathbf{N}, \mathbf{F} = \mathbf{U}^H \quad (4)$$

Решение (4) удовлетворяет условию $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_M$ и гарантирует ограниченный диапазон усиления от 0 до 1 для каждого из $M \cdot N$ усилителей мощности (в данном

случае - аттенюаторов), обозначенных треугольниками на функциональной схеме “С1.1” линейного комбинирования на приеме, см. рисунок 1.

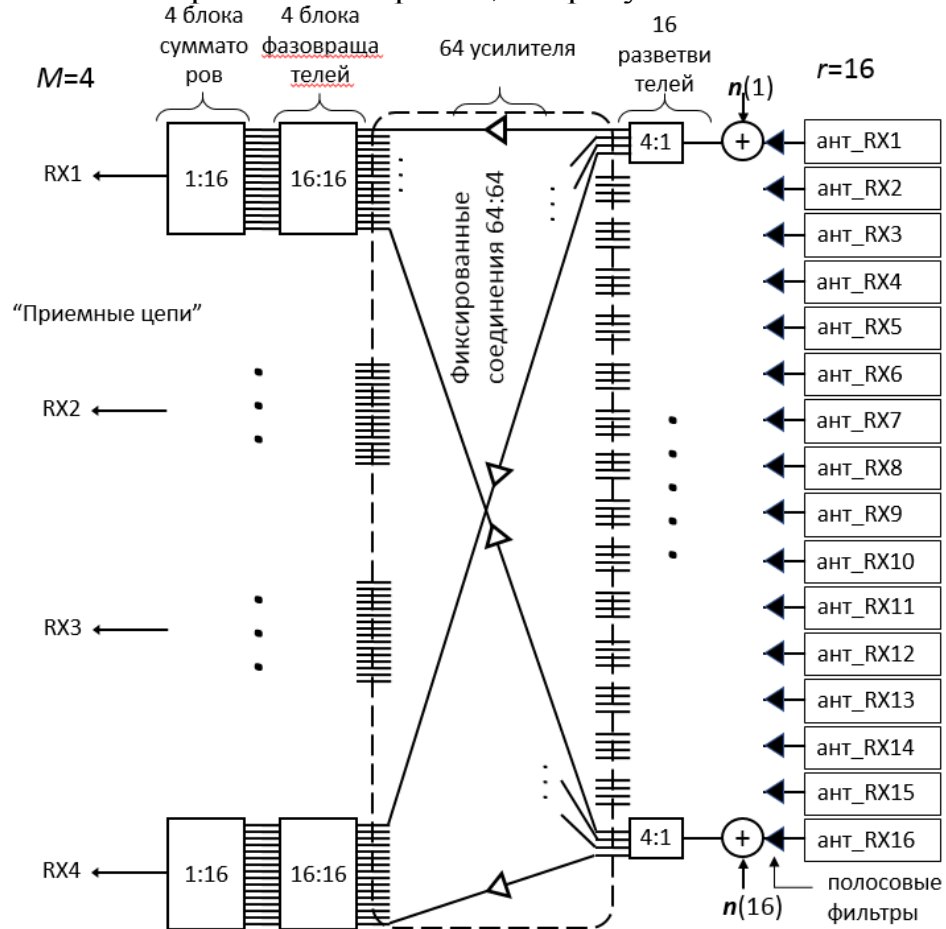


Рисунок 1. Известная функциональная схема С1.1 общего вида для системы $4 \times 16 \times 4$

Гарантия ограниченного диапазона усиления является ключевым свойством для обеспечения реализации на практике функциональной схемы додетекторного комбинирования, а также для возможности создания вариантов схем пониженной сложности без усилителей мощности. В главе 1 показано, что матрица F , полученная по другим известным критериям - МНК, МСКО, - свойством ограничения диапазона усиления для усилителей мощности не обладает. В итоге, в данной работе при разработке новых методов комбинирования рассматриваются только матрицы F , удовлетворяющие условию $FF^H = I_M$, и критерий (3) является единственным используемым в работе.

Для рассматриваемого случая $FF^H = I_M$ возможно ввести эффективные параметры и записать модель системы (1) в более простом виде:

$$H_{\text{эф}} = FH, n_{\text{эф}} = Fn, y = H_{\text{эф}} \cdot x + n_{\text{эф}}, \quad (5)$$

где $H_{\text{эф}} \in C^{M \times N}$ - эффективная матрица канала ММО с рэлеевскими замираниями, $n_{\text{эф}} = Fn, n_{\text{эф}} \in C^{M \times 1}$ - вектор-столбец шума с характеристиками компонент, аналогичными n .

При статистическом моделировании принято строить матрицу оценки канала \hat{H} с помощью добавления к матрице канала случайной матрицы возмущений,

пропорциональной ΔH , где ΔH имеет статистические характеристики матрицы канала с рэлеевскими замираниями:

$$\hat{H} = \sqrt{1-K} \cdot H + \sqrt{K} \cdot \Delta H, K \in [0 \dots 1] \quad (6)$$

Тогда в случае матрицы F : $FF^H = I_M$ - верно, что матрица $\hat{H}_{эф} = F\hat{H}$ будет представлять матрицу канала с рэлеевскими замираниями, так же как и H .

Заметим, что функциональная схема, изображенная на рисунке 1, обобщается на случаи любой системы SU MIMO SM $N \times r \times M$ для модели (1); в работе этой функциональной схеме присвоено наименование “С1.1”, а алгоритму определения матрицы F для нее по формуле (4) - наименование “А1.1”. В данной работе сочетание функциональной схемы и алгоритма называется методом комбинирования, см. объяснение на рисунке 2 на примере метода “С1.1+А1.1”.



Рисунок 2. Маркировка методов и значение терминов, применяемых в работе

Формулы (4) дают решение для оптимального линейного комбинирования на приеме по критерию (3); однако функциональная схема для его реализации является сложнейшей среди возможных линейных схем.

Для простейшей в реализации функциональной схемы простого выбора введем обозначение “С1.2”. Введем обозначение: $\mathbf{d}(e) \in [1:r], e = 1, 2, \dots, M$ - вектор коммутации, содержащий все номера приемных антенн, выбранных для коммутации на M цепей обработки сигнала. Формула (5) для эффективной модели системы MIMO для $H_{эф} = H(\mathbf{d}, :)$ записывается в виде:

$$\mathbf{y} = \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d}) \cdot \mathbf{x} + \mathbf{f}(\mathbf{n}, \mathbf{d}) \quad (7)$$

Отсюда и далее обозначение $\mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d})$ означает матрицу, составленную из выбранных строк матрицы \mathbf{H} , указатели на выбранные номера строк даются положительными целыми числами - элементами вектора \mathbf{d} . Формула (2) для $H_{эф} = \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d})$ имеет вид:

$$MI(SNR, \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d})) = \log_2(\det(\mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d})^H \cdot \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d}) + \mathbf{I}_N)) \quad (8)$$

Критерий максимизации взаимной информации для оптимизационной задачи выбора приемных антенн для $\mathbf{H}_{\text{эф}} = \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d})$ формулируется в виде:

$$\mathbf{d} = \underset{s(e) \in [1:r], e=1,2,\dots,M}{\operatorname{argmax}} \left(MI(\text{SNR}, \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{s})) \right), \quad (9)$$

Для заданного вектора \mathbf{d} матрица \mathbf{F} размерности $M \times r$, обеспечивающая $\mathbf{H}_{\text{эф}} = \mathbf{FH} = \mathbf{f}(\mathbf{H}, \mathbf{d})$, строится в два шага:

- 1) $\mathbf{F} = \mathbf{0}$ - обнуление всех элементов матрицы,
 - 2) $\mathbf{F}(e, \mathbf{d}(e)) = 1, e = 1, 2, \dots, M$ - присвоение M элементам матрицы значений 1. В векторе \mathbf{d} все значения - различные, то есть в матрице \mathbf{F} в любом столбце может стоять не более одной единицы.
- (10)

Алгоритмом “А1.2” для функциональной схемы С1.2 будем называть построение по правилам (10) матрицы \mathbf{F} , соответствующей вектору \mathbf{d} из формулы (9).

Известное упрощение функциональной схемы С1.1 получается путем удаления всех усилителей мощности; полученную функциональную схему обозначим “С1.3”. Алгоритмом “А1.3” будем называть построение известной матрицы комбинирования \mathbf{F}_0 для функциональной схемы С1.3 по правилу:

$$\begin{aligned} &\text{Для всех } i = 1, 2, \dots, M, j = 1, 2, \dots, r : \\ &\mathbf{F}_0(i, j) = 1/r \cdot \mathbf{F}(i, j) / |\mathbf{F}(i, j)| \end{aligned} \quad (11)$$

С помощью моделирования можно показать, что по помехоустойчивости методы комбинирования С1.1+А1.1 и С1.3+А1.3 различаются на уровне $SEER = 10^{-2}$ на величину в 1 дБ, что делает реализацию С1.3+А1.3 оправданной. Однако аппаратная сложность функциональной схемы С1.3 остается высокой: в ней имеются r блоков разветвителей 1: M и M блоков сумматоров r :1. Такие блоки должны быть реализованы на дорогостоящей элементной базе, снижающей до минимума нелинейные влияния между входом и выходом как внутри каждого блока, так и между блоками.

Таким образом, сложность практической реализации функциональной схемы С1.3 вызывает потребность в поиске метода с функциональной схемой пониженной сложности по сравнению с С1.3 с расчетом, чтобы новый метод сохранил выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с методом С1.2+А1.2 с простым выбором антенн.

В первой главе освещены также необходимые условия для работы всех известных методов предсказания параметров радиоканала. Они строятся с опорой на общую схему: нужно определить все отслеживаемые параметры, составить динамическую систему уравнение состояния - уравнение наблюдения, и далее предоставить выбранному методу как отслеживание текущих значений параметров, так и их предсказание на следующий отрезок времени. Предсказание параметров канала и на основе использования фильтра Калмана, и на основе алгоритмов, базирующихся на спектральном разложении канала на составляющие (ESPRIT, ...), требует регулярного поступления измерительных данных. При этом частота поступления измерительных данных должна быть в среднем одинаковой для всех приемных антенн, что ведет к необходимости коммутации групп антенн на цепи обработки сигнала поочередно с круговой цикличностью. Необходимость периодического кругового считывания пилотной информации, в свою очередь,

приводит к уменьшению достижимого выигрыша в помехоустойчивости от выбора антенн на приеме по сравнению со случаем без ограничений.

Существует необходимость определить достижимые границы помехоустойчивости системы SU MIMO SM от применения выбора антенн на приеме совместно с известными на сегодня алгоритмами предсказания характеристик существенно нестационарного радиоканала при условии кругового считывания пилотной информации. Существует также необходимость разработки новых алгоритмов предсказания параметров нестационарного радиоканала, которые позволили бы отказаться от кругового считывания пилотной информации и, как следствие, максимизировать выигрыш в помехоустойчивости системы при их применении совместно с выбором антенн на приеме.

Во второй главе предлагается метод с новой функциональной схемой комбинирования сигналов на приеме и алгоритмом нахождения матрицы F для нее, который при наличии ограничения на аппаратную сложность функциональной схемы и на вычислительную сложность алгоритма обеспечит выигрыш в помехоустойчивости системы SU MIMO SM по сравнению со случаем простого выбора антенн.

Будем рассматривать случай $M = N$ и $r \geq 2N$. На рисунке 3 показан пример предлагаемой функциональной схемы "С2" на приеме для случая $M = N = 4, r = 16$.

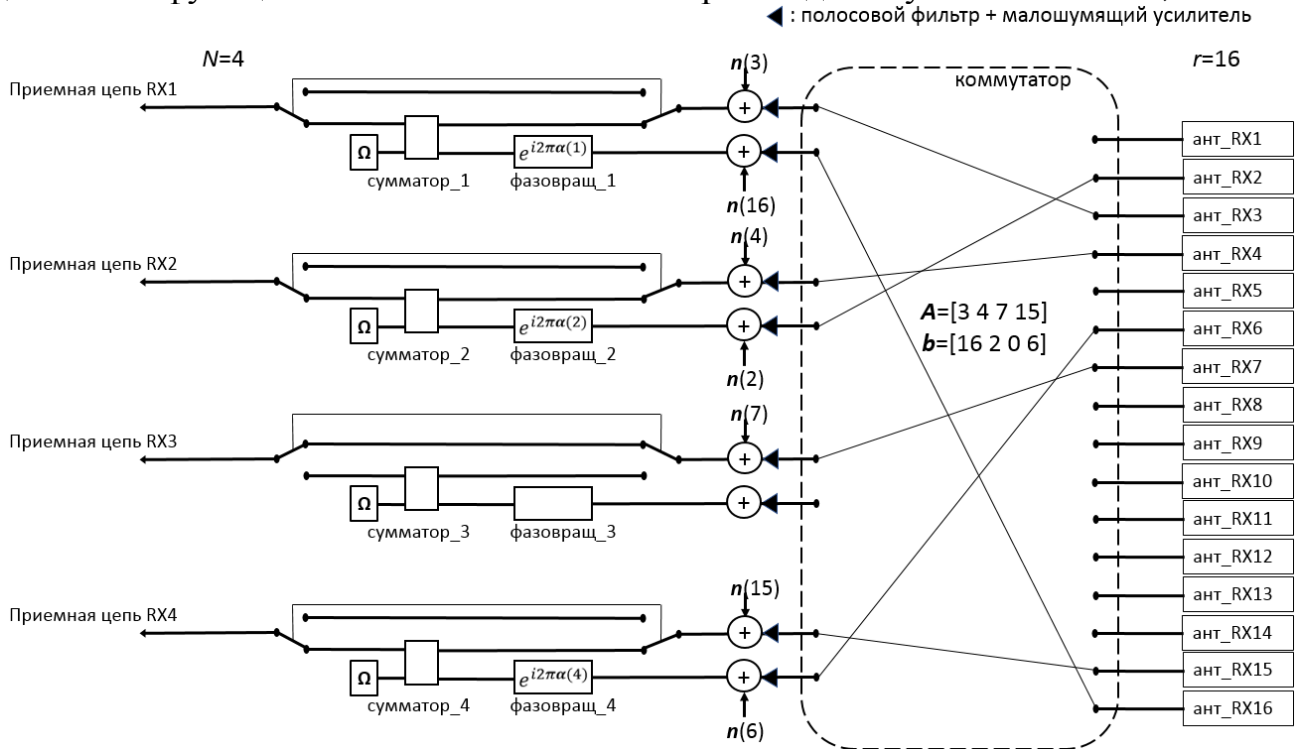


Рисунок 3. Новая функциональная схема С2 комбинирования на приеме, построенная на пассивных элементах, для системы $4 \times 16 \times 4$

Введем обозначения. Векторы \mathbf{A} и \mathbf{b} (для $e = 1, 2 \dots N: \mathbf{A}(e) \in [1:r], \mathbf{b}(e) \in [0:r], \mathbf{A} \cap \mathbf{b} = \emptyset$) - содержат индексы антенн, на которые сделана коммутация на приеме. Вектор $\boldsymbol{\alpha}$ - действительный вектор размерности N со значениями для каждой компоненты $e = 1, 2 \dots N$ в диапазоне: $\alpha(e) \in [0 \dots 1]$ - составлен из значений сдвига фазы, осуществляемых в каждом из N фазовращателей.

Для заданных векторов $\mathbf{A}, \mathbf{b}, \boldsymbol{\alpha}$ запишем матрицу \mathbf{F} комбинирования на приеме в явном виде с помощью построчного определения. Изначально зададим равными нулю все элементы матрицы \mathbf{F} : $\mathbf{F} = \mathbf{0}_{N \times r}$. Далее:

В каждой из строк $e = 1, 2, \dots, N$ матрицы \mathbf{F} выберем одну из двух альтернатив, в зависимости от равенства нулю компоненты вектора $\mathbf{b}(e)$:

- Альтернатива 1: $\mathbf{b}(e) = 0$:

$$\mathbf{F}(e, \mathbf{A}(e)) = 1 \quad (12)$$

В этом случае переключатель для ступени комбинирования e будет находиться в верхнем положении (сигнал идет мимо сумматора).

- Альтернатива 2: $\mathbf{b}(e) > 0$:

$$\mathbf{F}(e, \mathbf{A}(e)) = \frac{1}{\sqrt{2}}, \mathbf{F}(e, \mathbf{b}(e)) = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{i2\pi\alpha(e)} \quad (13)$$

В этом случае переключатель для ступени комбинирования e будет находиться в нижнем положении.

При этом по сути предложенной функциональной схемы должно выполняться обязательное условие: $\mathbf{A} \cap \mathbf{b} = \emptyset$.

Из формул (12)-(13) следует: $\mathbf{F}\mathbf{F}^H = \mathbf{I}_N$, что дает возможность использовать эффективные параметры $\mathbf{H}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\mathbf{H}$, $\mathbf{n}_{\text{эф}} = \mathbf{F}\mathbf{n}$ и формулу (5) для модели системы ММО: $\mathbf{y} = \mathbf{H}_{\text{эф}}\mathbf{x} + \mathbf{n}_{\text{эф}}$, для которой формула (2) взаимной информации в канале для случая $M = N$ записывается в виде:

$$MI(SNR, \mathbf{H}_{\text{эф}}) = \log_2(\det(\mathbf{H}_{\text{эф}}^H \mathbf{H}_{\text{эф}} + \mathbf{I}_N)) \quad (14)$$

Отметим, что функциональная схема на рисунке 3 обобщается на случай произвольных значений N, r ($r \geq 2N$).

Для значений компонент вектора $\boldsymbol{\alpha}$ введем кодовую книгу размера Δ , поделив единичный отрезок на $\Delta \gg 1$ равных частей. Оптимизационная задача выбора и комбинирования приемных антенн в модели (5)-(12)-(13) с использованием критерия максимума взаимной информации в виде (14) может быть представлена в следующей форме:

$$(\mathbf{A}_{\text{opt}}, \mathbf{b}_{\text{opt}}, \boldsymbol{\alpha}_{\text{opt}}) = \underset{\{\mathbf{A}, \mathbf{b}, \boldsymbol{\alpha}\}}{\text{argmax}} \left(MI(SNR, \mathbf{H}_{\text{эф}}) \right), \quad (15)$$

здесь $\{\mathbf{A}, \mathbf{b}, \boldsymbol{\alpha}\}$ - означает множество всех возможных сочетаний векторов \mathbf{A} , \mathbf{b} и $\boldsymbol{\alpha}$. Аналитическое решение задачи (15) неизвестно.

Алгоритмом “А2.1” будем называть решение задачи (15) методом полного перебора вариантов.

Под вычислительной сложностью будем везде далее понимать количество операций умножения комплексных чисел. Вычислительная сложность алгоритма А1.2 равна количеству повторов вычисления детерминанта в аргументе MI , умноженному на количество операций $\mathcal{D} = N^2(N + 1)/2 + (N - 1)$, необходимых для однократного вычисления детерминанта матрицы размерности $N \times N$. Оценка вычислительной сложности поиска решения задачи (15): $\mathcal{D} \cdot r(r - 1) \dots (r - N + 1)/N! \cdot (r - N)(r - N - 1) \dots (r - 2N + 1) \cdot \Delta^N \underset{\substack{r \rightarrow \infty \\ \Delta \rightarrow \infty}}{\sim} r^{2N} \Delta^N$.

Далее будем применять приближение, верное для случая $M = N$ в рассматриваемой нами модели (5):

$$MI(SNR, \mathbf{H}_{\text{эф}}) = \log_2(\det(\mathbf{H}_{\text{эф}}^H \mathbf{H}_{\text{эф}} + \mathbf{I}_N)) \cong 2 \cdot \log_2(|\det(\mathbf{H}_{\text{эф}})|) \quad (16)$$

Поставим цель уменьшить асимптотическую сложность решения задачи в новой постановке до r^N , для этого откажемся от поиска точного значения оптимума (15) и используем решение Вспомогательной задачи для разработки нового варианта процедуры поиска субоптимального решения.

Вспомогательная задача:

Дана невырожденная матрица \mathbf{G} размерности $N \times N$ и два произвольных вектора \mathbf{z}_1 и \mathbf{z}_2 , соразмерные строкам \mathbf{G} и не пропорциональные 1-й строке матрицы \mathbf{G} . Допустим, что есть возможность к первой вектор-строке матрицы \mathbf{G} прибавить вектор вида $e^{i2\pi\alpha_s} \mathbf{z}_s$, $s = 1:2$, и составить матрицу $\tilde{\mathbf{G}}$: $\mathbf{f}(\tilde{\mathbf{G}}, [2:N]) = \mathbf{f}(\mathbf{G}, [2:N])$, $\mathbf{f}(\tilde{\mathbf{G}}, 1) = \mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) + e^{i2\pi\alpha_s} \mathbf{z}_s$.

Найти: индекс s и действительное число $0 \leq \alpha_s < 1$ - такие, чтобы модуль определителя $|\det(\tilde{\mathbf{G}})|$ был максимальным:

$$\left[s_{opt} \alpha_{s_{opt}} \right] = \underset{\substack{s \in [1,2], \\ \alpha_s \in [0...1]}}{\operatorname{argmax}} (|\det(\tilde{\mathbf{G}})|)$$

Решение Вспомогательной задачи дается формулами (17)-(18)-(19):

1. Получаем стандартное RQ-разложение на левую верхнюю-треугольную и унитарную составляющие:

$$\mathbf{G} = \mathbf{RQ} \quad (17)$$

2. Выбираем индекс s :

$$s_{opt} = \underset{s \in [1,2]}{\operatorname{argmax}} (|\mathbf{z}_s \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H|) \quad (18)$$

3. Для s_{opt} определяем наилучший коэффициент α_s .

$$\mu = e^{i2\pi\alpha_{s_{opt}}} = \frac{(\mathbf{f}(\mathbf{G}, 1) \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H)}{(\mathbf{z}_{s_{opt}} \cdot (\mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1))^H)}, \quad (19)$$

$$\alpha_{s_{opt}} = \frac{1}{2\pi i} \ln \left(\frac{\mu}{|\mu|} \right), \text{ где } \ln - \text{логарифм по основанию}$$

экспонента.

Введем обозначение: $\Psi(\mathbf{G}, c)$ - это функция, меняющая местами строки c и 1 некоторой квадратной матрицы \mathbf{G} размерности $N \times N$, и для такой матрицы вычисляющая вектор-строку $\mathbf{q} = \mathbf{f}(\mathbf{Q}, 1)$, где унитарная матрица \mathbf{Q} взята из RQ-разложения матрицы \mathbf{G} .

Алгоритмом "A2.3" для функциональной схемы С2 назовем новый алгоритм построения матрицы \mathbf{F} для выбора и комбинирования приемных антенн в модели (5)-(12)-(13) по критерию максимума взаимной информации в виде (14) и с учетом приближения (16), согласно логической схеме, изображенной на рисунке 4.

Пунктирной линией на логической схеме показан путь от точки ветвления, соответствующий ложности выражения внутри ромба. Здесь и далее, обозначение $[1:N]$ применяется для вектор-строки с элементами от 1 до N , а "U" и "\" обозначают объединение множеств и нахождение остатка при вычитании множеств.

Оценка, сделанная в работе, дает для искомого количества комплексных умножений в алгоритме А2.3 асимптотическое значение: $\sim r^N$, $r \rightarrow \infty$.

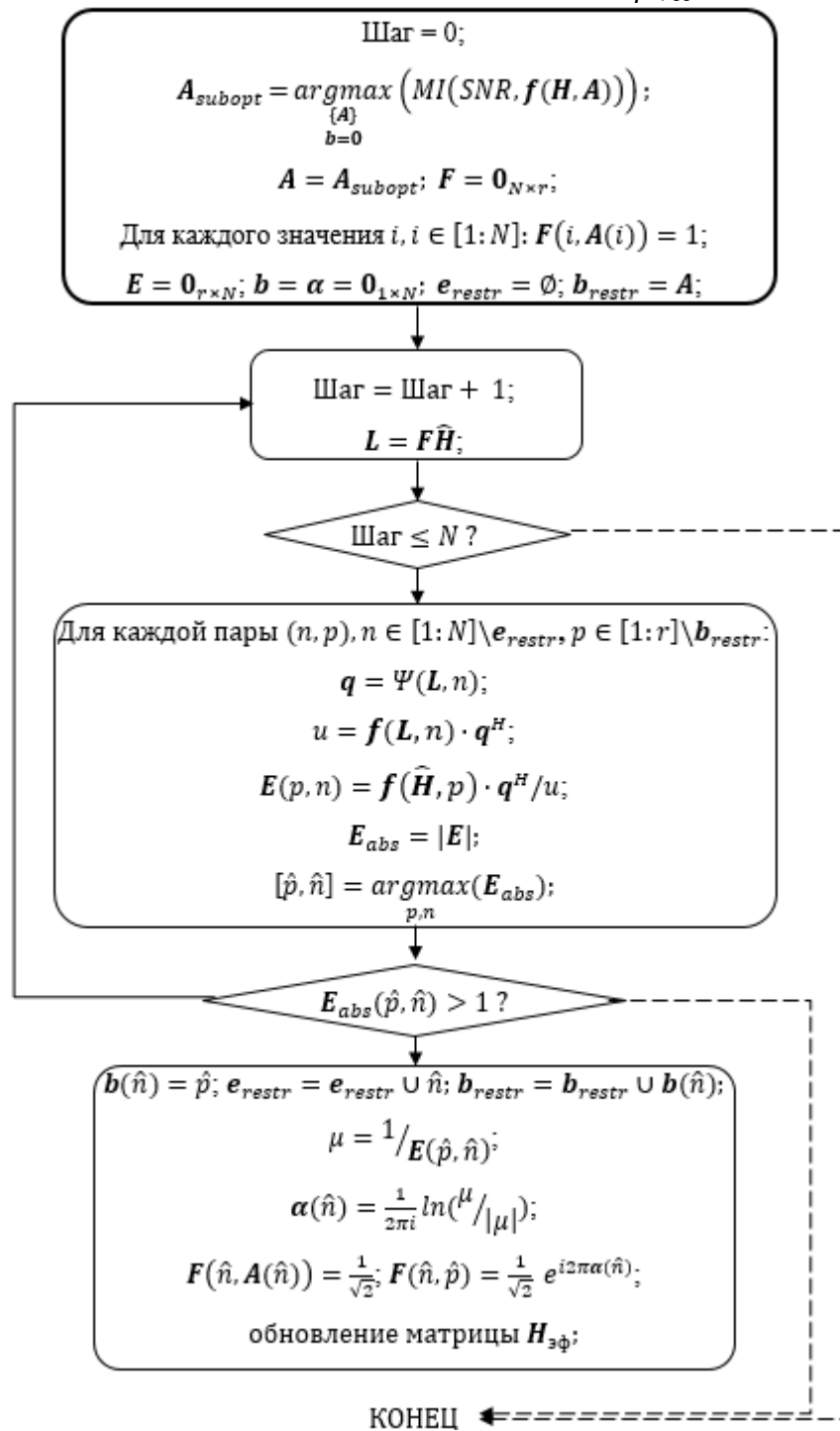


Рисунок 4. Логическая схема нового алгоритма А2.3

Выигрыш в вычислительной сложности алгоритма А2.3 по сравнению с А2.1 получен за счет разбиения решения на шаги, с задачей последовательного улучшения метрики (взаимной информации в канале) последовательно на каждом шаге:

- На нулевом ШАГе осуществляется классический выбор N из r приемных антенн, получается результат A_{subopt} ;
- На $1, 2, \dots, N$ ШАГах с зафиксированным вектором индексов $A = A_{subopt}$ проводится покомпонентный поиск векторов b, α ; при этом на каждом ШАГе для

данной компоненты вектора $\mathbf{b}(\hat{n})$ решение Вспомогательной задачи позволяет избежать перебора по всем Δ возможным значениям параметра α и вычислить очередную компоненту $\alpha(\hat{n})$ по формуле (19) точно.

Результаты моделирования с жесткой демодуляцией показаны на рисунке 5. Из графиков на рисунке 5 видно, что применение предложенного метода C2+A2.3 на уровне $SER = 10^{-2}$ дает выигрыш приблизительно в 2 дБ по сравнению с методом с выбором антенн C1.2+A1.2 и проигрывает около 2 дБ известному методу C1.3+A1.3. Выигрыш обусловлен применением схемы додетекторного комбинирования C2, которая путем попарного взвешенного сложения сигналов с разных приемных антенн дает выигрыш в отношении сигнал/шум на входе каждой цепи обработки сигнала.

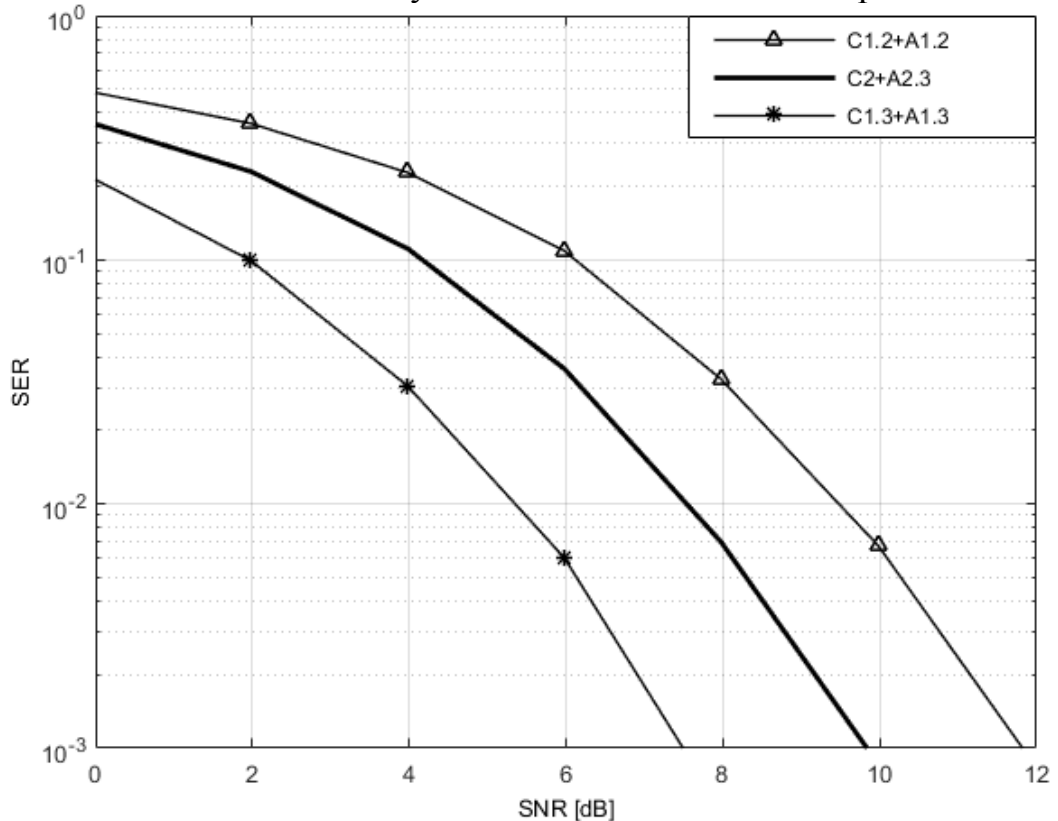


Рисунок 5. Характеристики помехоустойчивости для нового метода C2+A2.3 в сравнении с известными для системы $4 \times 16 \times 4$ 16QAM

В таблице 2 суммируются результаты моделирования и анализа. Рассмотрим случай наличия ограничения на аппаратную сложность функциональной схемы, в частности на количество входов+выходов в разветвителях и сумматорах - не выше $\sim N$. В этом случае предложенное новый метод C2+A2.3 является предпочтительным по помехоустойчивости по сравнению с известным методом C1.2+A1.2 с функциональной схемой сравнимой сложности (см. таблица 2). При этом для алгоритмов A2.3 и A1.2, работающих с функциональными схемами, удовлетворяющими поставленному ограничению на аппаратную сложность, асимптотическая вычислительная сложность, согласно проведенной оценке, совпадает: $\sim r^N$.

Таблица 2. Сравнительная сложность реализации функциональных схем линейного комбинирования и итоговая помехоустойчивость

Вариант функциональной схемы	Кол-во усилителей	Кол-во фазовращателей	Кол-во входов+выходов в разветвителях и сумматорах	Асимптотика кол-ва входов+выходов в разветвителях и сумматорах	Помехоустойчивость системы $4 \times 16 \times 4$ 64QAM для различных методов на уровне $SEER = 10^{-2}$
C1.1	N^2	N^2	$rN + 2r + 1$	$\sim_{N \rightarrow \infty} N^2$	C1.1+A1.1: +5,2 дБ
C1.3	0	N^2	$rN + 2r + 1$	$\sim_{N \rightarrow \infty} N^2$	C1.3+A1.3: +4,2 дБ
C2	0	N	$4N$	$\sim_{N \rightarrow \infty} N$	C2+A2.3: +2 дБ
C1.2	0	0	0	0	C1.2+A1.2: 0 (база сравнения)

В третьей главе предлагается новый алгоритм предсказания параметров радиоканала SU MIMO SM при движении приемной линейной антенной решетки с высокой скоростью, позволяющий снять требование кругового считывания пилотной информации при выборе антенн на приеме и за счет этого эффективно применить выбор антенн на приеме в условиях существенно нестационарного радиоканала. Дополнительно разработан новый алгоритм обработки пилотной информации, который позволяет определить границу достижимой помехоустойчивости системы SU MIMO SM от применения выбора антенн на приеме совместно с известными методами предсказания канала при соблюдении требования повторения кругов считывания пилотной информации.

Рассмотрим архитектуру на приемной стороне с простым выбором антенн; модель системы описывается формулой (7). Будем рассматривать случай $M = N$, режим SU MIMO SM $N \times N$ с выбором N из $r = PN$ антенн на приеме. Матрица \hat{H} используется для подстановки в модифицированный для $M = N$ критерий выбора антенн (9):

$$\mathbf{d} = \underset{s(e) \in [1:r], e=1,2,\dots,N}{argmax} \left(MI(SNR, f(\hat{H}, \mathbf{s})) \right) \quad (20)$$

Введем обозначения: \mathbf{v} - вектор скорости движения приемной линейной антенной решетки, \mathbf{v}_{est} - оценка вектора скорости движения приемника, $\delta\mathbf{v} = \mathbf{v} - \mathbf{v}_{est}$ - ошибка оценки вектора скорости (эта величина неизвестна приемнику, с позиции которого $\delta\mathbf{v} = \mathbf{0}$), расстояние между соседними антеннами в решетке примем равным $\lambda/2$. Будем предполагать, что ось (далее - "Ось") линейной антенной решетки в каждый момент времени сонаправлена с вектором \mathbf{v}_{est} .

Решим задачу получения предсказания матрицы канала \hat{H} при больших скоростях движения приемника для ее применения совместно с алгоритмом выбора антенн - при дополнительном предположении, что характеристики радиоканала

определяются только координатами точки расположения антенны. Такое дополнительное предположение является распространенным в научной литературе; например, оно делается в случаях разложения радиоканала на пространственные компоненты (плоские волны) по известной методике ESPRIT.

Условимся о нумерации антенн в линейной решетке на Оси по порядку начиная от A_1 - первой антенны по направлению движения. На основе данных, которыми располагает приемник, координаты на Оси всех антенн решетки A_2, A_3, \dots относительно A_1 фиксированы. Вектор " \mathbf{o} ", содержащий последовательные номера отрезков, к которым принадлежат координаты антенн A_1, A_2, \dots, A_{PN} на Оси, записывается следующим образом:

$$\mathbf{o} = \text{roundup}((e - 1) \cdot \lambda/2/(|\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s)) + 1, e = 1, 2, \dots, PN. \quad (21)$$

Здесь *roundup* - функция округления до ближайшего целого числа. Предполагается, что начало координат 0 Оси принадлежит отрезку №1 $(-\mathbf{e}_L \cdot |\mathbf{v}_{est}| \cdot T_s; 0]$.

Составим матрицу $\hat{\mathbf{H}}$ размерности $\omega \times 4$, где в любой k -й строке из $k \in [1: \omega]$ стоит сохраненный в базе данных на приемной стороне результат последнего по времени замера вектора характеристик канала размерности 4, соответствующего позиции приемной антенны $-\mathbf{e}_L \cdot |\mathbf{v}_{est}| \cdot (k - 1) \cdot T_s$ на Оси. Здесь прямые скобки означают модуль вектора.

На рисунке 6 в виде логической схемы показан принцип предлагаемого метода; пунктирной линией показан путь от точки ветвления, соответствующий ложности выражения внутри ромба.

При приращении на 1 переменной внешнего цикла логической схемы *packet* (рисунок 6), то есть в начале каждого нового пакета из 7 символов, лучшей оценкой матрицы канала для символов от 1 до 7 будем считать оценку для символа в середине пакета - символа №4. Тогда для всех антенн, кроме первой, оценку канала получим, считав из памяти системы на приемной стороне значения строк матрицы $\hat{\mathbf{H}}$, соответствующие прогнозируемой позиции каждой из антенн на Оси:

$$\mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, [2: PN]) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{o}(2: PN) - 4) \quad (22)$$

Предсказание для первой антенны для символа №4 проводится экстраполяцией нулевого порядка:

$$\mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, 1) = \mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, 1) \quad (23)$$

Введем дополнительное ограничение в правило выбора антенн: антенна A_1 должна быть включена в набор антенн для коммутации в каждом пакете, то есть потребуем $1 \in \mathbf{d}$ - всегда, и из набора $A_2 \dots A_{PN}$ будем искать $(N - 1)$ антенн, которые в сочетании с A_1 дадут наилучший вектор коммутации. Таким образом, поиск глобального оптимума в формуле (20) мы заменяем на поиск локального оптимума по формуле:

$$\mathbf{d} = \underset{\substack{s(e) \in [1:r], e=1,2,\dots,N; \\ 1 \in s}}{\text{argmax}} \left(MI(SNR, \mathbf{f}(\hat{\mathbf{H}}, \mathbf{s})) \right) \quad (24)$$

Алгоритмом "А3.1" будем называть правило (10) построения матрицы \mathbf{F} , соответствующей вектору \mathbf{d} из формулы (24).

При приращении на 1 переменной внутреннего цикла $symb$ (рисунок 6): время наращивается на величину T_s , обновляются координаты в Рабочей плоскости всех PN антенн $\rho_e, e = 1, 2, \dots, PN$, и рассчитываются новые значения всех PN строк \mathbf{H} .

Во внутреннем цикле логической схемы все строки матрицы \mathbf{H} сдвигаются вниз на 1:

$$f(\mathbf{H}, [2:\omega]) = f(\mathbf{H}, [1:(\omega - 1)]), \quad (25)$$

и используется возможность обновить информацию в N строках матрицы \mathbf{H} :

$$f(\mathbf{H}, o(d)) = f(\mathbf{H}, d) \quad (26)$$

Алгоритмом предсказания характеристик канала “ПЗ” будем называть совокупность равенств (22), (23) при условии обновления значений в матрице \mathbf{H} , согласно равенствам (25), (26).

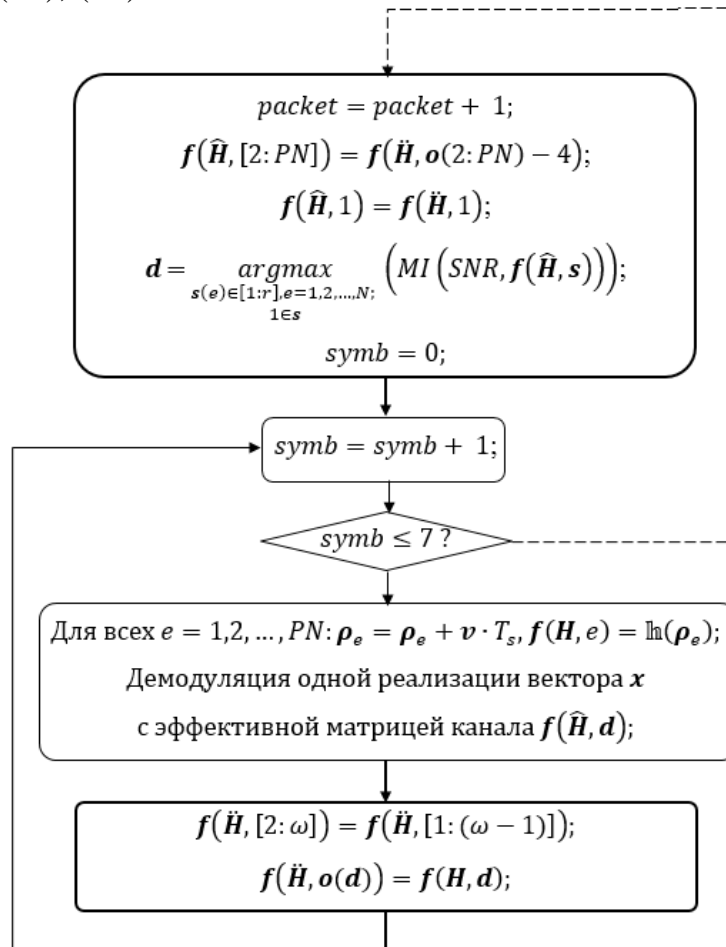


Рисунок 6. Логическая схема для нового метода C1.2+A3.1+ПЗ

Далее для модели системы (7) - частного случая модели системы $M \times r \times N$ (1), выражение “метод C1.2+A3.1+ПЗ” будет обозначать функциональную схему C1.2 в сочетании с алгоритмом A3.1 выбора антенн при условии применения алгоритма предсказания характеристик канала ПЗ.

Рассмотрим систему SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ с функциональной схемой C1.2 с простым выбором 4 из 8 антенн на приеме. Объединим смежные интервалы длительности $\Delta t_{pilot} = 0,5$ мс в “сдвоенные блоки” по два. Векторы размерности 4 с номерами антенн линейной решетки, задействованных для приема данных в течение последовательных интервалов 1 и 2 в одном сдвоенном блоке, обозначим

соответственно \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 (с соответствующей моделью канала (7) при $\mathbf{d} = \mathbf{d}_1, \mathbf{d} = \mathbf{d}_2$), притом вектор коммутации \mathbf{d}_1 одинаков для всех 7 символов в интервале 1, и аналогично \mathbf{d}_2 постоянен для всех 7 символов в интервале 2.

Круговое поочередное считывание пилотной информации с антенн приемной решетки означает необходимость обеспечить: $\mathbf{d}_1 \cup \mathbf{d}_2 = [1:8]$.

Взяв за начало отсчета времени дискретный отсчет t , соответствующий окончанию текущего сдвоенного блока, матрицу канала в будущий отсчет времени $(t + 4) \cdot T_s$ в середине первого интервала обозначим $\mathbf{H}_{(t+4) \cdot T_s}$, а в отсчет времени в середине второго интервала $\mathbf{H}_{(t+11) \cdot T_s}$.

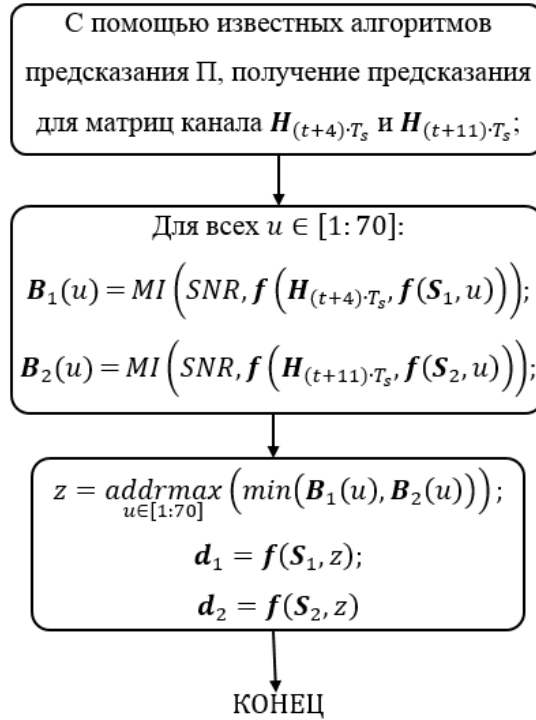


Рисунок 7. Логическая схема процедуры поиска векторов \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 для алгоритма А3.2

Введем в рассмотрение две связанные матрицы \mathbf{S}_1 и \mathbf{S}_2 - размерности 70×4 каждая. Матрица \mathbf{S}_1 содержит в каждой строке одно из возможных сочетаний 4 разных чисел из $[1:8]$ без различия в порядке их следования; всего таких сочетаний $8! / (4! \cdot 4!) = 70$, поэтому количество строк в матрицах \mathbf{S}_1 и \mathbf{S}_2 равно 70. Для всех $k = 1, \dots, 70$: в каждой k -й строке матрицы \mathbf{S}_2 содержится набор четырех чисел, составляющих дополнение к числам в k -й строке матрицы из \mathbf{S}_1 до $[1:8]$. В формальной записи: $f(\mathbf{S}_1, k) \cup f(\mathbf{S}_2, k) = [1:8]$ для $k = 1, \dots, 70$.

Предлагаемая логическая схема процедуры поиска \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 показана на рисунке 7. На последней стадии (рисунок 7) функция $addrmax$ определяет номер строки, для которой значение выражения в скобках максимально:

$$z = \underset{u \in [1:70]}{addrmax} \left(\min(\mathbf{B}_1(u), \mathbf{B}_2(u)) \right); \quad (27)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_1 &= f(\mathbf{S}_1, z); \\ \mathbf{d}_2 &= f(\mathbf{S}_2, z). \end{aligned} \quad (28)$$

Алгоритмом “А3.2” будем далее называть построение по правилу (10) двух разных матриц \mathbf{F} , соответствующих векторам \mathbf{d}_1 и \mathbf{d}_2 из формулы (28), для их применения к выбору антенн в двух последовательных интервалах длительности $\Delta t_{\text{pilot}} = 0,5$ мс в сдвоенном блоке.

Результаты моделирования показаны на рисунке 8. Согласно графикам (рисунок 8), для метода С1.2+А3.1+ПЗ значения $|\delta v|/|v_{\text{est}}| = 0,01$ достаточно для приближения к теоретически наилучшей кривой $|\delta v| = 0$ (тонкая линия с кружками) с разницей в десятые доли дБ, а значения $|\delta v|/|v_{\text{est}}| = 0,1$ достаточно для того, чтобы оказаться на одном уровне с кривой, соответствующей границе помехоустойчивости, вычисленной методом С1.2+А3.2+П. Для метода С1.2+А3.1+ПЗ выигрыш от улучшения качества предсказания скорости $|\delta v|/|v_{\text{est}}|$ от 0,1 до 0,01 на уровне $\text{SER} = 10^{-2}$ составил 1,1 дБ для 16QAM.

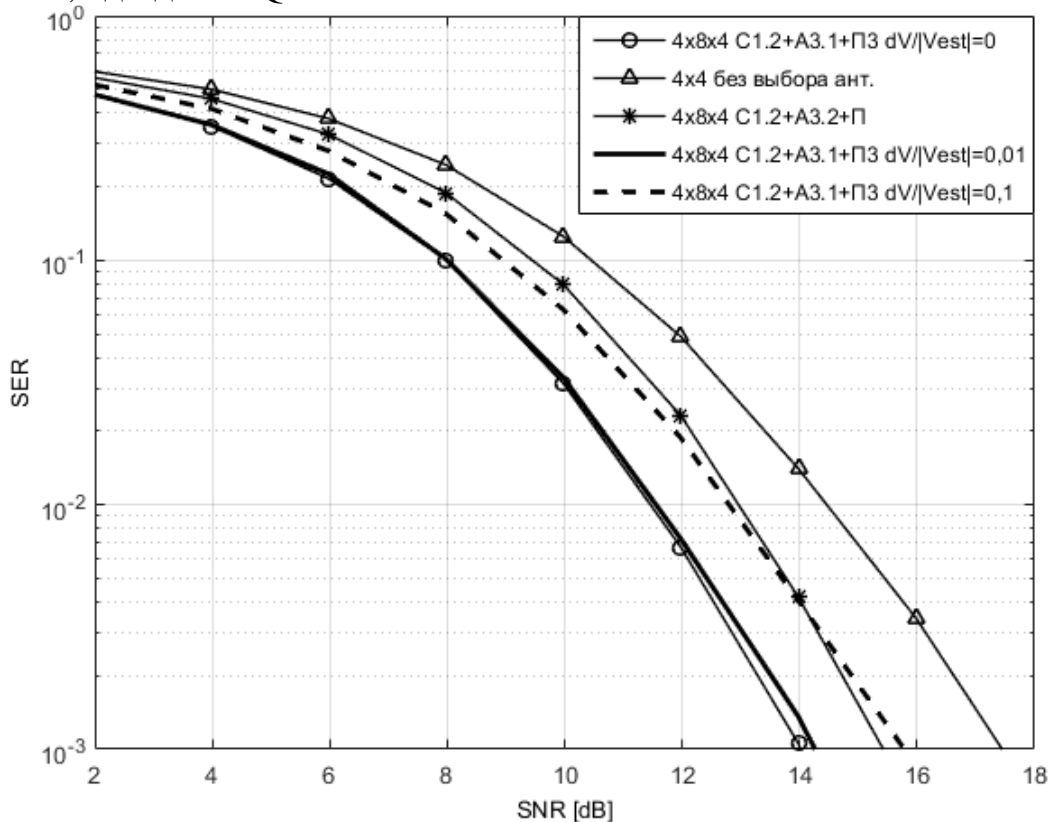


Рисунок 8. Характеристики помехоустойчивости системы $N = M = 4$ 16QAM при скорости движения приемника 70 км/час.

Путем моделирования для режима $4 \times 8 \times 4$ С1.2+А3.1+ПЗ для значения $|\delta v|/|v_{\text{est}}| = 0,01$ было также установлено, что при увеличении скорости движения приемника от 70 до 140 км/час кривая помехоустойчивости сдвигается в сторону ухудшения всего лишь на 0,3 дБ. Эта особенность предложенного нового метода С1.2+А3.1+ПЗ качественно отличает его от других известных.

В **четвертой** главе проводится анализ влияния неточности оценивания параметров канала на характеристики помехоустойчивости предложенных в главах 2 и 3 алгоритмов.

Результаты моделирования с жесткой демодуляцией представлены в таблицах 3 и 4. Из таблицы 3 и таблицы 4 видно, что выигрыш от предложенных в главе 2 и главе 3 методов по сравнению с методами соответственно с простым выбором антенн и без

выбора антенн - увеличивается при увеличении количества r антенн для выбора, а также при увеличении коэффициента K .

Таблица 3. Выигрыш в помехоустойчивости от применения предложенного в главе 2 метода для 16QAM.

Сравниваемые режимы	$K = 0$	$K = 0,005$
ММО 2×8×2 C2+A2.3 по отношению к C1.2+A1.2	2,0 дБ	2,2 дБ
ММО 4×16×4: C2+A2.3 по отношению к C1.2+A1.2	1,9 дБ	2,2 дБ

Таблица 4. Выигрыш в помехоустойчивости от применения предложенного в главе 3 метода для $N = M = 4$ и 16QAM.

Сравниваемые режимы	$K = 0$	$K = 0,005$
ММО 4×8×4 C1.2+A3.1+ПЗ по отношению к ММО 4×4 без выбора антенн	2,5 дБ	5,0 дБ
ММО 4×16×4 C1.2+A3.1+ПЗ по отношению к ММО 4×4 без выбора антенн	4,1 дБ	6,7 дБ

В пятой главе проводится оценка увеличения зоны действия на местности режима SU MIMO SM в результате применения разработанных в главах 2 и 3 методов для пользователей, оборудованных приемными антенными решетками.

Оценка проводилась в два шага. На первом шаге строились графики помехоустойчивости с применением помехоустойчивого кодирования в виде сверточного кода со скоростью кодирования $\frac{1}{2}$ и порождающими полиномами: $g_1 = 1 + x + x^2 + x^3 + x^4 + x^6 + x^8$, $g_2 = 1 + x + x^3 + x^4 + x^5 + x^8$. Декодирование проводилось по алгоритму Витерби с мягкой демодуляцией. Для определения зоны действия режима был применен критерий потери не более 10% блоков: были определены значения SNR , соответствующие пересечению линии $BLER = 10^{-1}$ с графиками помехоустойчивости для предложенного метода ($SNR1$) и базы сравнения ($SNR2$). На втором шаге была использована кривая интегральной плотности вероятности, соответствующая случаю соты макроуровня в типичной городской застройке. Для найденных на первом шаге значений $SNR1$ и $SNR2$ определялись ординаты на кривой интегральной плотности, и определялись вероятности: $P1 = p(SNR \geq SNR1)$ и $P2 = p(SNR \geq SNR2)$. Результаты моделирования представлены в таблицах 5 и 6.

Таблица 5. Эффект увеличения зоны действия SU MIMO SM от применения метода, предложенного в главе 2

	$P1$	$P2$	$P1/P2$
2×8×2 C2+A2.3 ($P1$), 2×8×2 C1.2+A1.2 ($P2$)	0,48	0,41	1,17
4×16×4 C2+A2.3 ($P1$), 4×16×4 C1.2+A1.2 ($P2$)	0,49	0,58	1,18

Таблица 6. Эффект увеличения зоны действия SU MIMO SM от применения метода, предложенного в главе 3

	$P1$	$P2$	$P1/P2$
2×8×2 C1.2+A3.1+ПЗ ($P1$), 2×2 без выбора антенн ($P2$)	0,40	0,25	1,60
4×8×4 C1.2+A3.1+ПЗ ($P1$), 4×4 без выбора антенн ($P2$)	0,46	0,38	1,21

Вывод после второго шага покажем на примере второй строки таблицы 6: найденное отношение $P1/P2 = 1,21$ - означает, что в результате применения предложенного в главе 3 нового алгоритма C1.2+A3.1+ПЗ площадь соты, на которой действует система SU MIMO SM с модуляцией 16QAM увеличена на 21% по сравнению со случаем без выбора антенн на приеме.

В **заключении** изложены основные результаты проведенных исследований и разработок, которые сводятся к следующему:

1. Предложена новая функциональная схема комбинирования на приеме C2 с ограниченной в пределе при $N \rightarrow \infty$ аппаратной сложностью и алгоритм A2.3 вычисления ее параметров с ограниченной в пределе при $r \rightarrow \infty$ вычислительной сложностью. Выигрыш в помехоустойчивости для нового режима SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 на уровне $SE\!R = 10^{-2}$ составил 1,9 дБ для модуляции 16QAM и 2 дБ для модуляции 64QAM по сравнению с известным режимом SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн на приеме).

2. Предложен алгоритм предсказания параметров канала ПЗ, позволяющий снять требование повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки, и в результате эффективно применить выбор антенн на приеме в условиях нестационарного канала. Выигрыш в помехоустойчивости для нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по сравнению с известным режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме составил на уровне $SE\!R = 10^{-2}$: 2,5 дБ для модуляции 16QAM, и 3,5 дБ для модуляции 64QAM.

3. С помощью моделирования установлено, что при увеличении от 0 до 0,01 коэффициента K , характеризующего ошибку оценивания канала, выигрыш в помехоустойчивости от предложенных новых методов на уровне $SE\!R = 10^{-2}$ не уменьшается по сравнению с выигрышем при $K = 0$.

4. Для системы SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ с функциональной схемой C1.2 разработан алгоритм выбора антенн A3.2, применяемый совместно с известными алгоритмами предсказания параметров радиоканала при условии повторения кругов считывания пилотной информации со всех антенн приемной антенной решетки. Для нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.2+П на уровне $SE\!R = 10^{-2}$ верхняя граница выигрыша в помехоустойчивости по отношению к случаю режима SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме составляет максимально 1,4 дБ для модуляции 16QAM и 1,8 дБ для модуляции 64QAM.

5. Для предложенного нового режима SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C2+A2.3 по сравнению с известным режимом SU MIMO SM $4 \times 16 \times 4$ C1.2+A1.2 (с простым выбором антенн на приеме) для модуляции 16QAM внутри типовой соты оценка увеличения зоны действия SU MIMO SM составила 18%.

6. Для предложенного нового режима SU MIMO SM $4 \times 8 \times 4$ C1.2+A3.1+ПЗ по сравнению с режимом SU MIMO SM 4×4 без выбора антенн на приеме для модуляции 16QAM внутри типовой соты оценка увеличения зоны действия SU MIMO SM составила 21%.

Список публикаций автора по теме диссертации

Публикации в изданиях, рекомендованных ВАК

1. Крейнделин, В.Б. Двухэлементное линейное прекодирование для системы ММО с пространственным мультиплексированием / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // Цифровая Обработка Сигналов. - №2. - 2015. - С. 53-59.
2. Старовойтов, М.Ю. Предсказание характеристик канала ММО и алгоритм выбора антенн на приеме при движении линейной антенной решетки / М.Ю. Старовойтов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2017. - Том 11. - №2. - С. 56-62.
3. Крейнделин, В.Б. Повышение помехоустойчивости системы связи ММО с пространственным мультиплексированием методом додетекторного сложения / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2017. - Том 11. - №4. - С. 4-13.
4. Старовойтов, М.Ю. Изучение пределов помехоустойчивости нестационарного канала ММО с выбором антенн на приеме / М.Ю. Старовойтов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2017. - Том 11. - №8. - С. 63-68.
5. Крейнделин, В.Б. Предсказание параметров радиоканала и выбор антенн на приеме в системах ММО, работающих в стандарте LTE / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // Электросвязь. - 2017. - №12. - С. 22-27.

Публикации в других изданиях

6. Крейнделин, В.Б. Метод демодуляции ММО высоких порядков без предварительного кодирования основанный на использовании параллельных вычислений / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // 8-я отраслевая научная конференция - Москва. - Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. - 2014. - Том 8. - №12. - С. 32-34.
7. Крейнделин, В.Б. Линейный прекодинг для систем связи ММО с пространственным мультиплексированием, улучшающий помехоустойчивость. / В.Б. Крейнделин, М.Ю. Старовойтов // Международная научно-техническая конференция INTERMATIC: матер. конф. - Москва, МИРЭА. - 2014. - часть 5. - С.225-228.
8. Старовойтов, М.Ю. Применение табличных вычислений для модификации линейного прекодирования по кодовой книге для системы ММО 2x2 с пространственным мультиплексированием. / М.Ю. Старовойтов // Международная научно-техническая конференция INTERMATIC: матер. конф. - Москва, МИРЭА. - 2015. - часть 5. - С.176-178.
9. Старовойтов, М.Ю. Увеличение зоны действия режима ММО4x4 для быстро движущегося приемника / М.Ю. Старовойтов // Международная научно-техническая конференция INTERMATIC: матер. конф. - Москва, МИРЭА. - 2017. - часть 4. - С.1057-1060.